

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-298371

(43)公開日 平成11年(1999)10月29日

(51)Int.Cl.<sup>9</sup>

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

1/10

H 0 4 B 1/10

L

7/26

7/26

C

審査請求 有 請求項の数17 O L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平10-94623

(22)出願日 平成10年(1998)4月7日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 吉田 尚正

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

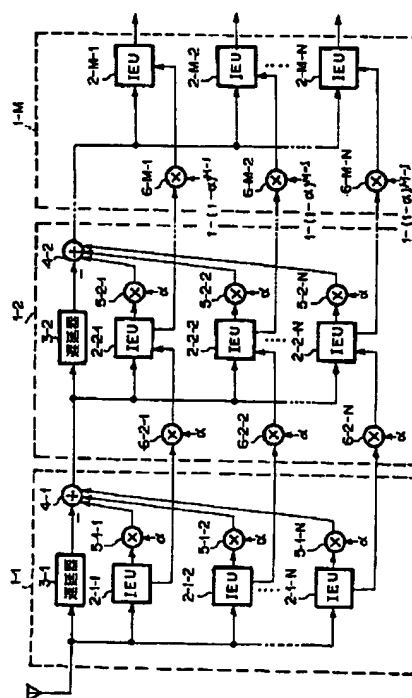
(74)代理人 弁理士 山下 穰平

(54)【発明の名称】 マルチユーザ受信装置及びCDMA通信システム

(57)【要約】

【課題】 装置規模を小さく、実用的な並列処理構成の干渉除去装置の特性を更に改善し、直列構成の干渉除去装置と、同等まで向上できるマルチユーザ受信装置を提供することである。

【解決手段】 CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) 受信信号を入力し、M段 ( $M \geq 2$  の整数) を形成して、第m段 ( $1 \leq m \leq M$  の整数) で各ユーザは並列に干渉除去処理を行い、第M段で復調信号を出力するマルチユーザ受信装置において、m-1 段の干渉除去残差信号と、前記m-1 段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号とを入力し、m段のシンボルレプリカを生成し、それをm+1 段へ出力するとともに、前記m段のシンボルレプリカと前記m-1 段のシンボルレプリカに前記第1の重み付けを行った信号との差分に関する拡散信号を出力する前記m段の各ユーザに対応した干渉推定部 (IEU) を備えたことを特徴とする。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) 受信信号を入力し、M 段 ( $M \geq 2$  の整数) を形成して、第 m 段 ( $1 \leq m \leq M$  の整数) で各ユーザは並列に干渉除去処理を行い、第 M 段で復調信号を出力するマルチユーザ受信装置において、  
 m-1 段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号と、前記 m-1 段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカに第 1 の重み付けを行った信号とを入力し、m 段のシンボルレプリカを生成し、それを m+1 段へ出力するとともに、前記 m 段のシンボルレプリカと前記 m-1 段のシンボルレプリカに前記第 1 の重み付けを行った信号との差分に関する拡散信号を出力する前記 m 段の各ユーザに対応した干渉推定部 (IEU) を備え、更に前記 m-1 段の干渉除去残差信号を所定値だけ遅延させた信号から前記差分に関する拡散信号に第 2 の重み付けを行った信号を全ユーザに対して減算し、それを m+1 段へ出力する減算器と、を備えることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記干渉推定部 (IEU) は、複数パスを形成するマルチパス伝搬路に対応して複数のパス単位処理部を備え、前記 m-1 段の干渉除去残差信号を入力しパス単位に逆拡散を行う逆拡散手段と、この逆拡散手段の出力に前記 m-1 段のシンボルレプリカに第 1 の重み付けを行った信号をパス単位に加算する第 1 の加算器と、この第 1 の加算器の出力をパス単位の伝送路推定値を用いて復調する検波器と、前記検波器の各パスに対応する出力を合成する第 2 の加算器と、この第 2 の加算器の出力をシンボル判定する判定器と、前記判定器の出力に前記伝送路推定値をパス単位に掛け、前記 m 段のパス単位のシンボルレプリカを生成する乗算器と、この乗算器の出力から前記 m-1 段のシンボルレプリカに前記第 1 の重み付けを行った信号をパス単位に減算する減算器と、この減算器の出力をパス単位に拡散する拡散手段と、前記拡散手段の各パスに対応する出力を合成する第 3 の加算器とを備えることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 3】 請求項 1 に記載のマルチユーザ受信装置において、第 1 段では前記 m-1 段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号として受信信号を入力し、前記 m-1 段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカとして零値を用い、更に第 M 段では干渉除去処理は行わず、前記 m 段のシンボルレプリカ、および前記差分に関する拡散信号を出力せず、かわりに復調信号を出力することを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 4】 請求項 1 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ 1 以下の実数であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 5】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、第 m 段における前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $1 - (1 - \alpha)^{m-1}$ 、 $\alpha$  ( $\alpha$  は 1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 6】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ 1、 $\alpha$  (1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 7】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、ともに  $\alpha$ 、 $\alpha$  ( $\alpha$  は 1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 8】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、第 n ユーザ (n は正の整数) の第 m 段における前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $1 - (1 - \alpha \beta_{n1})(1 - \alpha \beta_{n2}) \cdots (1 - \alpha \beta_{nm-1})$ 、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ、1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 9】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、第 n (n は正の整数) ユーザの第 m 段における前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ 1、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ 1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 10】 請求項 4 に記載のマルチユーザ受信装置において、第 n (n は正の整数) ユーザの第 m 段における前記第 1 の重み付け、および前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $\alpha \beta_{nm-1}$ 、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ 1 以下の実数) であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 11】 請求項 5 乃至 10 のいずれか 1 項に記載のマルチユーザ受信装置において、前記  $\alpha$  の値は各ユーザの信号電力対干渉電力比、あるいはユーザ数に依存して決定し、 $\alpha$  は各ユーザの信号電力対干渉電力比が等しく、ユーザ数に変化がなければ各ユーザで同一の定常値を用いることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 12】 請求項 8 又は、9、10 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記  $\beta_{nm}$  の値は各ユーザの各スロット (送信電力制御周期) の信号電力対干渉電力比、あるいはスロットの信号電力に依存して決定し、 $\beta_{nm}$  は各段で各ユーザで各スロット毎に異なる値を用いることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 13】 請求項 8 又は、9、10 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記  $\beta_{nm}$  の値は各ユーザの判定シンボルのゆわ度 (確からしさ)、あるいはシンボル判定点からの距離、あるい

はシンボル電力に依存して決定し、前記  $\beta_m$  は各段で各ユーザで各シンボル毎に異なる値を用いることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 14】 複数段を形成して各段で全ユーザの干渉除去処理を行って各ユーザの復調信号を出力する CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) マルチユーザ受信装置において、前記各段では、前段の干渉除去処理で得られた前段の干渉除去残差信号と、前記前段の同一ユーザ対応の前段のシンボルレプリカに第 1 の重み付けを行った信号とを入力し、パス単位の伝送路推定値を用いて復調する検波器を具備して現段のシンボルレプリカと該現段のシンボルレプリカと前記前段のシンボルレプリカとの差分を拡散した拡散信号とを出力する干渉推定部 (IEU) と、前記現段のシンボルレプリカに現段の第 1 の重み付けを行った信号を生成する乗算器と、前記前段の干渉除去残差信号を所定時間遅延させる遅延器と、前記遅延器の出力から前記全ユーザにおいて前記干渉推定部で生成した前記拡散信号に第 2 の重み付けを行った信号を減算して次段の干渉除去残差信号として出力する減算器と、を備えることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 15】 請求項 14 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記第 1 の重み付けおよび前記第 2 の重み付けに用いる重みは、それぞれ 1 以下の実数であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 16】 請求項 14 に記載のマルチユーザ受信装置において、前記第 1 の重み付けに用いる重みは前記各段で異なる 1 以下の実数であり、前記第 2 の重み付けに用いる重みは前記各段で共通の 1 以下の実数であることを特徴とするマルチユーザ受信装置。

【請求項 17】 請求項 1 乃至 16 のいずれか 1 項に記載のマルチユーザ受信装置を、基地局又は移動局に用いたことを特徴とする CDMA 通信システム。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数段を形成して、各段で各ユーザは並列に干渉除去処理を行い、最終段で復調信号を出力する CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) マルチユーザ受信装置に関し、特に、装置規模が小さく、干渉除去特性に優れたマルチユーザ受信装置に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 直接 (DS: Direct Sequence) 拡散処理による CDMA 方式は、加入者容量を大幅に拡大し得る可能性があるため、基地局と携帯移動局を含めた移動通信システムにおける多重アクセス方式として注目されている。

【0003】 DS-CDMA 方式では、各ユーザ信号

は、固有の符号で広い周波数帯域に拡散され、伝送路に送出される。受信側では、符号多重された信号から逆拡散の過程を経て、希望信号が検出される。この際、各ユーザに割り当てられた拡散符号の間に、相関が存在する場合に、干渉が生じ受信特性が劣化する。

【0004】 これらの干渉を除去する装置として、これらの干渉を、全てのユーザの拡散符号、伝送路特性などを用いて除去するマルチユーザ受信装置が知られている。マルチユーザ受信装置に関する文献として、例えば、エム・ケイ・バラナシ (M.K. Varanasi) およびビー・アーシャン (B. Aashang) による「マルチステージデテクション イン アシンクロナス コード・ディビジョン マルチプル・アクセス コミュニケーションズ (Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications)」 (IEEE Trans. Commun., vol.COM-38, No.4, pp.509-519, April 1990) がある。この方式では、まず、初段で、全てのユーザ信号を一旦復調し、各ユーザの干渉レプリカを作成して、受信信号から希望信号ユーザ以外の干渉レプリカを減じて除去する。次段でこの信号を用いて再度希望信号ユーザの復調を行なうことで、第 2 段の復調結果は、初段の復調結果より信号品質が向上する。この多段構成を用いて、一連の干渉除去処理を複数回繰り返すことにより、干渉除去特性が改善される。

【0005】 また、他の文献として、深澤、佐藤 (拓朗)、川辺、佐藤 (慎一)、および杉本による「パイロット信号を用いた伝搬路推定に基づく干渉キャンセラの構成とその特性」 (電子情報通信学会論文誌、B-II-Vol.1, J77-B-IINo.11 1994年11月) がある。この文献では、装置の簡易化を可能とする干渉除去残差信号伝送型構成が採用されており、更にユーザ単位の判定シンボルをレプリカとして扱うことで装置規模が削減されている。しかし、各段の検波処理では、干渉を受けた初段で、推定した伝送路特性をそれぞれ用いているため、伝送路推定誤差が大きい場合には、干渉除去特性が大きく劣化する。

【0006】 これらの方式の応用として、各段の検波処理において、初段でのみ推定した伝送路特性を用いるのではなく、各段毎に伝送路推定を行ない、伝送路推定誤差による干渉除去特性の劣化を抑える方式が近年提案された。この文献としては、例えば、佐和橋、三木、安藤、樋口による「DS (Direct Sequence) -CDMA におけるパイロットシンボルを用いる逐次チャネル推定型シリアルキャンセラ」 (電子情報通信学会、無線通信システム研究会技術報告、RCS95-50、1995年7月) がある。この文献では、受信レベルの大きなユーザから、順番に復調及び干渉除去を行う直列処理構成が採用されている。また、他の文献として、吉田、後川による「シンボルレプリカ処理を活用した逐次伝送路推定型 CDMA マルチステージ干渉キャンセラ」 (電子情報通信

学会、無線通信システム研究会技術報告、RCS96-171、1997年2月）（特開平10-51353号公報）がある。この方式は、深澤らの方式と同様に、干渉除去残差伝送型構成でシンボルレプリカ処理を用いているが、逐次伝送路推定に対応するため、ユーザ毎にパス単位のシンボルレプリカを扱う構成となっている。これにより装置規模を削減するとともに、干渉除去特性の向上が図れるとしている。

【0007】図8は、上記公報のCDMAマルチユーザ受信装置の一例を示している。これは、吉田らの文献による直列処理構成の干渉除去装置である。図8において、 $IEU112-m-n$ は、最上位ユーザにあっては前段の $m-1$ 段の最下位ユーザの干渉処理処理、及び最上位ユーザ以外にあっては一つ上位の第 $n-1$ ユーザの干渉除去処理、それぞれから得られた誤差信号と前段の同一ユーザの $IEU112-(m-1)-n$ で推定された干渉レプリカとを入力し、現段である $m$ 段の干渉レプリカを再推定し、次段 $(m+1)$ の同一ユーザの $IEU112-(m+1)-n$ へ出力すると共に現段の $m$ 段の干渉レプリカと前段 $(m-1)$ の干渉レプリカとの差に関する拡散処理結果を出力する。最終段 $M$ 段の $IEU112-M-1, \sim, 112-M-N$ のそれぞれでは、現段 $M$ 段の干渉レプリカを再推定する必要はなく、復調結果の出力がそのまま各ユーザの復調信号としてそれぞれ出力される。

【0008】図8に示すように、干渉除去処理の回路が、ユーザ毎に各段を形成し、複数段により装置が構成され、全ユーザの受信レベルランキングを予め作成しており、各段で、各ユーザは、受信レベルに従って、各段は直列に接続され、復調及び干渉除去処理がレベルの大きなユーザから小さなユーザまで順次行われている。この構成では、直列処理としているので、干渉レプリカを逐次的に除去できるので、優れた干渉除去特性が実現されるものの、構成が複雑で、復調処理遅延が大きくなる。

【0009】また、図9は、上記公報の別のCDMAマルチユーザ受信装置の一例を示している。この受信装置は、復調処理遅延が小さく、簡素な並列処理構成の干渉除去装置である。また、この受信装置では、干渉除去部 $IEU$ の出力側に、出力 $1$ 以下の重み $\alpha$ を乗じる乗算器を備え、干渉除去特性の改善に効果があるとしている。

【0010】図9において、 $N$ ユーザ（ $N \geq 1$ の整数）の復調で、 $M$ 段（ $M \geq 2$ の整数）構成の場合のCDMAマルチユーザ受信装置である。初段の干渉除去処理 $101-1$ には、遅延器 $103-1$ と、干渉推定部（ $IEU$ ） $102-1-1 \sim 102-1-N$ と、該各干渉推定部 $1-2$ の出力と重み付け係数 $\alpha$ とを乗算する乗算器 $105-1-1 \sim 105-1-N$ と、遅延器 $103-1$ の出力から各乗算器 $105-1$ の出力を減算する減算器 $1$

$04-1$ とから構成されている。

【0011】また、第 $m$ 段（ $1 \leq m \leq M$ の整数）の第 $n$ ユーザ（ $1 \leq n \leq N$ の整数）の干渉推定部（ $IEU$ ） $102-m-n$ は、 $m-1$ 段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号（減算器 $104-(m-1)$ の出力）と、 $m-1$ 段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカ（ $IEU102-(m-1)-n$ のレプリカ）とを入力し、 $m$ 段のシンボルレプリカを生成し、それを $m+1$ 段へ出力するとともに、 $m-1$ 段のシンボルレプリカとの差分に関する拡散信号を出力する。

【0012】ここで、乗算器 $105-m-n$ は、この出力に重み付け係数 $\alpha$ の乗算を行い、減算器 $104-m$ は、全ユーザに対する乗算器 $105-m-n$ の出力を $m-1$ 段の干渉除去残差信号を、遅延器 $103-m$ で $IEU$ の処理に要する時間だけ遅延させた信号から減算し、干渉除去残差信号を更新して、それを $m+1$ 段へ出力する。

【0013】また、図2に干渉除去推定部（ $IEU$ ） $102-m-n$ の構成を示す。 $IEU102-m-n$ は、複数パスを形成するマルチパス伝搬路に対応して、複数のパス（ $\#1 \sim \#K$ ）単位処理部を備え、逆拡散手段 $11$ は、 $m-1$ 段の干渉除去残差信号（減算器 $104-(m-1)$ の出力）を入力し、パス単位に逆拡散手段 $11$ で逆拡散を行う。第1の加算器 $12$ は、この出力に、 $m-1$ 段のシンボルレプリカ（ $IEU102-(m-1)-n$ のレプリカ）をパス単位に加算する。検波器 $13$ は、この第1の加算器 $12$ の出力を、伝送路推定手段 $20$ でパス単位の伝送路推定値を検出し、複素共役手段 $21$ で複素共役値を用いて、第1の加算器 $12$ の出力と乗算器 $22$ で乗算して復調する。

【0014】つぎに、第2の加算器 $14$ は、検波器 $13$ の各パス（ $\#1 \sim \#K$ ）に対応する出力を合成する。判定器 $15$ は、この第2の加算器 $14$ の出力をシンボル判定する。乗算器 $16$ は、判定器 $15$ の出力に伝送路推定手段 $20$ で得た伝送路推定値をパス単位（ $\#1 \sim \#K$ ）で乗算し、 $m$ 段のパス単位のシンボルレプリカを生成する。減算器 $17$ は、 $m$ 段のシンボルレプリカから $m-1$ 段のシンボルレプリカをパス単位に減算する。拡散手段 $18$ は、この減算器 $17$ の出力をパス単位に拡散手段 $18$ で拡散する。第3の加算器 $19$ は、拡散手段 $18$ の各パス（ $\#1 \sim \#K$ ）に対応する出力を加算合成する。

【0015】ここで、第1段では、 $m-1$ 段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号として受信信号を用い、 $m-1$ 段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカとして零値を用いる。また、第 $M$ 段では、干渉除去処理は行わず、 $m$ 段のシンボルレプリカ、および $m$ 段と $m-1$ 段のレプリカの差分に関する拡散信号を出力せず、かわりに復調信号を出力する。

【0016】一般に、並列処理構成の干渉除去装置の特性は、直列処理構成の特性よりも劣り、この劣る理由

は、直列構成では、各段でユーザ間で逐次的に干渉除去処理が行えるが、並列処理では逐次的に干渉除去ができないからである。

【0017】更に、受信電力の大きなユーザから干渉除去を行う場合には、さらに特性が向上できる。従来例で説明した図9の干渉除去装置では、並列処理構成の特性向上を図るため、各IEU102-m-nの出力で、それぞれ1以下の実数 $\alpha$ を乗じている。この $\alpha$ の値には、干渉除去動作を緩和させる働きがあり、初段で全ての干渉を除去するのではなく、複数段で徐々に干渉除去が行えるようにすることができる。すなわち伝送路推定誤差や、判定シンボル誤りが大きい初段では干渉除去動作を緩和させて、それらによる干渉除去誤差を抑え、伝送路推定誤差や判定シンボル誤りが小さくなる後段に干渉除去能力を振り分けることで、全体としての干渉除去特性を向上できる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来のマルチユーザ受信装置では、並列構成をとりながらその特性を直列構成の干渉除去装置にかなり近づけることができる。しかし、その特性はまだ直列構成の特性には及ばず、十分とはいえない。

【0019】本発明の課題は、DS-CDMA通信システムの基地局や移動局に搭載することのできる、装置規模が小さく、実用的な並列処理構成の干渉除去装置の特性を更に改善し、直列構成の干渉除去装置と、同等まで向上できるマルチユーザ受信装置を提供することである。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明によるマルチユーザ受信装置は、CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) 受信信号を入力し、M段 ( $M \geq 2$  の整数) を形成して、第m段 ( $1 \leq m \leq M$  の整数) で各ユーザは並列に干渉除去処理を行い、第M段で復調信号を出力するマルチユーザ受信装置において、m-1段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号と、m-1段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号とを入力し、m段のシンボルレプリカを生成し、それをm+1段へ出力するとともに、前記m段のシンボルレプリカと前記m-1段のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号との差分に関する拡散信号を出力する第m段の各ユーザに対応した干渉推定部 (IEU) を備え、更に前記m-1段の干渉除去残差信号を所定値だけ遅延させた信号から、前記差分に関する拡散信号に第2の重み付けを行った信号を全ユーザに対して減算し、それをm+1段へ出力する減算器とを備える。

【0021】前記干渉推定部 (IEU) は、複数パスを形成するマルチパス伝搬路に対応して複数のパス単位処理部を備え、前記m-1段の干渉除去残差信号を入力

し、パス単位に逆拡散を行う逆拡散手段と、この出力に前記m-1段のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号をパス単位に加算する第1の加算器と、この出力をパス単位の伝送路推定値を用いて復調する検波器と、前記検波器の各パスに対応する出力を合成する第2の加算器と、この出力をシンボル判定する判定器と、前記判定器の出力に前記伝送路推定値をパス単位に乘以、m段のパス単位のシンボルレプリカを生成する乗算器と、この出力から前記m-1段のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号をパス単位に減算する減算器と、この減算器の出力をパス単位に拡散する拡散手段と、前記拡散手段の各パスに対応する出力を合成する第3の加算器とを備える。

【0022】第1段では前記m-1段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号として受信信号を入力し、前記m-1段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカとして零値を用い、更に第M段では干渉除去処理は行わず、前記m段のシンボルレプリカ、および前記差分に関する拡散信号を出力せず、かわりに復調信号を出力する。

【0023】前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みはそれぞれ1以下の実数である。

【0024】第m段における前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $1 - (1 - \alpha)^{m-1}$ 、 $\alpha$  ( $\alpha$  は1以下の実数) である。

【0025】あるいは前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ1、 $\alpha$  (1以下の実数) である。

【0026】あるいは前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、ともに $\alpha$ 、 $\alpha$  ( $\alpha$  は1以下の実数) である。

【0027】あるいは第nユーザの第m段における前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $1 - (1 - \alpha \beta_{n1}) (1 - \alpha \beta_{n2}) \cdots (1 - \alpha \beta_{nm-1})$ 、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ1以下の実数) である。

【0028】あるいは第nユーザの第m段における前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ1、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ1以下の実数) である。

【0029】あるいは第nユーザの第m段における前記第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ  $\alpha \beta_{nm-1}$ 、 $\alpha \beta_{nm}$  ( $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$  はそれぞれ1以下の実数) である。

【0030】 $\alpha$ の値は各ユーザの信号電力対干渉電力比、あるいはユーザ数に依存して決定し、 $\alpha$ は各ユーザの信号電力対干渉電力比が等しく、ユーザ数に変化がなければ各ユーザで同一の定常値を用いる。

【0031】 $\beta_{nm}$ の値は各ユーザの各スロット (送信電力制御周期) の信号電力対干渉電力比、あるいはスロットの信号電力に依存して決定し、 $\beta_{nm}$ は各段で各ユーザ

で各スロット毎に異なる値を用いる。

【0032】あるいは $\beta_m$ の値は各ユーザの判定シンボルのゆう度（確からしさ）、あるいはシンボル判定点からの距離、あるいはシンボル電力に依存して決定し、 $\beta_m$ は各段で各ユーザで各シンボル毎に異なる値を用いる。

【0033】更に、本発明は、複数段を形成して各段で全ユーザの干渉除去処理を行って各ユーザの復調信号を出力するCDMA（Code Division Multiple Access：符号分割多元接続）マルチユーザ受信装置において、前記各段では、前段の干渉除去処理で得られた前段の干渉除去残差信号と、前記前段の同一ユーザ対応の前段のシンボルレプリカに第1の重み付けを行った信号とを入力し、パス単位の伝送路推定値を用いて復調する検波器を具備して現段のシンボルレプリカと該現段のシンボルレプリカから前記前段のシンボルレプリカの差分を拡散した拡散信号とを生成する干渉推定部（IEU）と、前記現段のシンボルレプリカに現段の第1の重み付けを行った信号を生成する乗算器と、前記前段の干渉除去残差信号を所定時間遅延させる遅延器と、前記遅延器の出力から前記全ユーザにおいて前記干渉推定部で生成した前記拡散信号に第2の重み付けを行った信号を減算して次段の干渉除去残差信号として出力する減算器と、を備えることを特徴とする。

【0034】また、本発明によるCDMA通信システムは、上記マルチユーザ受信装置を、基地局又は移動局に用いたことを特徴とする。

【0035】上述の各手段及び各装置により、並列処理構成のマルチユーザ受信装置の干渉除去特性を向上する。

【0036】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0037】〔第1の実施形態〕図1は本発明の実施の一形態を示すブロック図である。図1に示されたマルチユーザ受信装置は、M段（ $M \geq 2$ の整数）の受信装置1-1、～、1-Mにより構成され、各段の受信装置1-m（ $1 \leq m \leq M$ ）では、Nユーザ（ $N \geq 1$ の整数）の受信用のN個の干渉推定部（以後、IEUと呼称する）2-m-n、遅延器3-m、加算器4-m、第1の乗算器6-m-n、及び第2の乗算器5-m-nが備えられるものとする。

【0038】また、第m段（ $1 \leq m \leq M$ の整数）の第nユーザ（ $1 \leq n \leq N$ の整数）の干渉推定部（IEU）2-m-nは、m-1段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号（加算器4-（m-1）の出力）と、m-1段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカに第1の乗算器6-m-nで第1の重み付けを行った信号とを入力し、m段のシンボルレプリカを生成し、それをm+1段へ出力するとともに、m-1段のシンボルレプリカとの差分

に関する拡散信号を出力する。

【0039】第2の乗算器5-m-nは、この出力に第2の重み付けを行い、減算器4-mは、全ユーザに対する乗算器5-m-nの出力を、m-1段の干渉除去残差信号を遅延器3-mによりIEUの処理に要する時間だけ遅延させた信号から減算し、干渉除去残差信号を更新して、それをm+1段へ出力する。干渉推定部（IEU）2-m-nの構成は従来と同様で、図2に示される。

【0040】図2において、IEU2-m-nは、複数パスを形成するマルチパス伝搬路に対応して、複数のパス単位処理部を備え、パス単位に備えた逆拡散手段11は、m-1段の干渉除去残差信号を入力し、パス単位に逆拡散を行う。第1の加算器12は、この出力にm-1段のシンボルレプリカをパス単位に加算する。検波器13は、この出力を伝送路推定手段20で得られたパス単位の伝送路推定値を用いて、複素共役手段21で共役複素数に変換し、該共役複素数を乗算器22で第1の加算器12の出力と乗算して復調する。

【0041】つぎに、検波器13の各パスに対応する出力を、第2の加算器14で加算することにより、合成するパスダイバーシティ合成効果を得ることができる。

【0042】また、判定器15は、この出力をシンボル判定する。具体的には、QPSK変調の場合、直交信号のIchレベルとQchレベルとがそれぞれX軸、Y軸で表されるIQ座標において、受信シンボルが、第1、2、3、又は第4象限にあるとき、判定シンボルは、それぞれ（X，Y）で、 $(1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2})$ 、 $(-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2})$ 、 $(-1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2})$ 、 $(1/\sqrt{2}, -1/\sqrt{2})$ と表す。

【0043】次に、乗算器16は、判定器15の出力に伝送路推定値をパス単位に乘じ、m段のパス単位のシンボルレプリカを生成する。

【0044】減算器17は、当該m段のシンボルレプリカからm-1段のシンボルレプリカをパス単位に減算する。拡散手段18は、この減算器17の出力を、パス単位に拡散する。

【0045】最後に、第3の加算器19は、拡散手段18の各パスに対応する出力を合成し、出力する。ここで、第1段では、m-1段の干渉除去処理で得られた干渉除去残差信号として、アンテナからの受信信号を用い、m-1段の同一ユーザ対応のシンボルレプリカとして零値を用いる。また、第M段では干渉除去処理は行わず、m段のシンボルレプリカ、およびm段とm-1段のレプリカの差分に関する拡散信号を出力せず、かわりに復調信号を出力する。

【0046】なお、本実施例では、第2の乗算器5-m-nは、IEU2-m-nの出力に配置されているが、IEU2-m-nの中の減算器17の出力、あるいは拡散手段18の出力に、パス毎に備えても原理的に等価で

ある。

【0047】以上に述べたように、本発明と従来例との相違点は、第1の重み付けを行う第1の乗算器6-m-nが追加されていることである。これにより最適な重み付けを行うことで干渉除去特性の更なる向上が図れる。これらの重み付けの目的は、従来と同様であり、干渉除去動作を鈍らせ、複数段で徐々に干渉除去が行えるようにすることである。すなわち伝送路推定誤差や判定シンボル誤りが大きい初段では干渉除去動作を緩和させることで、それらによる干渉除去誤差を抑え、伝送路推定誤差や判定シンボル誤りが小さくなる後段に、干渉除去能力を振り分けることで、全体としての干渉除去特性を向上できる。

【0048】以下に、第1、および第2の重み付けの効果について説明する。まず伝送路推定とシンボル判定が理想的に行えると仮定して、あるユーザ（第1ユーザ）の干渉除去動作について考える。第1ユーザの受信信号レベルを1とすると、シンボルレプリカレベルは伝送路推定値で与えられるため、第1段のシンボルレプリカレベル $R_1$ は、 $R_1=1$ である。第2の乗算器5-1-1の重みを $\alpha$ とすると、減算器4-1の出力である第1段の干渉除去残差信号に含まれる第1ユーザの信号成分 $e_1$ は、

$$e_1 = 1 - \alpha R_1 = 1 - \alpha$$

である。第2段において、第1の乗算器6-2-1の重みを $\alpha$ とすると、第2段のシンボルレプリカレベル $R_2$ は、 $R_2 = e_1 + \alpha R_1 = 1$ となり、第1ユーザの信号レベルが完全に復元される。更に第2の乗算器5-2-1の重みを $\alpha$ とすると、第2段の干渉除去残差信号に含まれる第1ユーザの信号成分 $e_2$ は、

$$e_2 = e_1 - \alpha (R_2 - \alpha R_1) = (1 - \alpha)^2$$

となる。同様に、第m段のシンボルレプリカレベル $R_m$ は、第1の乗算器6-m-nの重みを $1 - e_{m-1} = 1 - (1 - \alpha)^{m-1}$ とすることで常に $R_m = 1$ とすることができる。また、第m段の干渉除去残差信号に含まれる第1ユーザの信号成分 $e_m$ は、第2の乗算器5-m-nの重みを常に $\alpha$ とすることで、

$$e_m = (1 - \alpha)^m$$

となる。ここで、 $\alpha$ を1以下に選択すると、mが十分に大きい場合には、 $e_m$ が零に収束し、完全な干渉除去が行える。

【0049】干渉除去誤差を抑えるために、干渉除去動作を鈍らせる目的では、 $\alpha$ は小さい方がよいが、実際には干渉除去装置の段数Mは有限であるため、Mの値によ

$$e_M = (1 - \alpha \beta_{n1}) (1 - \alpha \beta_{n2}) \cdots (1 - \alpha \beta_{nm})$$

となり、 $\alpha$ 、 $\beta_{nm}$ が、それぞれ1以下の実数であれば $e_M$ は零に収束する。図1の実施形態との大きな違いは、 $\beta_{nm}$ は各段、各ユーザで異なる値であるため、各ユーザの干渉除去の進み具合を、独立に制御できる点である。

【0056】すなわち、IEU32-m-nによる伝送

り最適な $\alpha$ が存在する。このように第m段における第1の重み付け、および第2の重み付けに用いる重みは、それぞれ $1 - (1 - \alpha)^{m-1}$ 、 $\alpha$ が適していることがわかるが、重み付けを簡略化する目的では、1、 $\alpha$ や $\alpha$ 、 $\alpha$ が用いられる。しかし、この場合、特性は相応に劣化する。

【0050】また、各段で異なる $\alpha$ の値を用いることも可能であるが、その場合、各段での $\alpha$ の適値はほぼ等しくなることが調べられており、重み付けが複雑になるわりには効果は小さい。このときの第1の重み付け、および第2の重み付けは、m段での $\alpha$ を $\alpha_m$ とすると、それぞれ $1 - (1 - \alpha_1) \cdots (1 - \alpha_{m-1})$ 、 $\alpha_m$ となる。このような場合も本発明に含まれる。

【0051】次に、 $\alpha$ の決定方法について説明する。並列処理構成の干渉除去装置の劣化の原因は、主に初段における伝送路推定誤差の影響が大きい。この伝送路推定誤差は受信信号における各ユーザの信号電力対干渉電力比に依存するため、本発明では、各ユーザの信号電力対干渉電力比が小さいほど、 $\alpha$ を小さく設定する。

【0052】さらに、CDMA方式では、遠近問題を解決するため、一般に送信電力制御が用いられる。この場合、各ユーザの信号電力対干渉電力比は等しく制御され、その値は、ユーザ数に反比例する。従って、本発明では、ユーザ数が大きいほど、 $\alpha$ を小さく設定する。このように各ユーザの信号電力対干渉電力比が等しく、ユーザ数に変化がなければ、 $\alpha$ の値は各ユーザで同一の定常値を用いることができる。

【0053】[第2の実施形態] 図3には、本発明のマルチユーザ受信装置の第2の実施形態を示している。図1の実施形態と比べ構成上の差異はないが、第1の乗算器36-m-nによる第1の重み付け、および第2の乗算器35-m-nによる第2の重み付けの方法が異なる。

【0054】第1、第2の重み付けは、それぞれの重みとして、 $1 - (1 - \alpha \beta_{n1}) (1 - \alpha \beta_{n2}) \cdots (1 - \alpha \beta_{nm-1})$ 、 $\alpha \beta_{nm}$ を用いる。

【0055】ここで、 $\alpha$ は図1の実施形態で用いた値と同じである。また、 $\beta_{nm}$ は各段、各ユーザで異なる値で、時間的に変化する適応的な値である。第1の重み付けは、定常的な重み $\alpha$ と、適応的な重み $\beta_{nm}$ の積で与えられ、より柔軟性のある重み付けを実現できる。この重み付け方法によれば、第m段の干渉除去残差信号に含まれる第1ユーザの信号成分 $e_m$ は、

路推定誤差や、シンボル誤りにより、干渉除去誤差の大きいユーザは、干渉除去動作を遅らせることで、全体の特性への悪影響を抑え、より後段で干渉除去を行うように図る。

【0057】また、第1の重み付けを簡略化する目的で

は、 $1$ 、 $\alpha \beta_m$  や、 $\alpha \beta_m - 1$ 、 $\alpha \beta_m$  が用いられる。

【0058】次に、 $\beta_m$  の決定方法について説明する。送信電力制御が理想的に行われる場合には、各ユーザの信号電力対干渉電力比は等しく制御されるが、実際には送信電力制御誤差が存在する。図4に送信電力制御誤差がある場合の各ユーザの受信電力を示す。送信電力制御はスロット毎に行われるため、受信電力はスロット毎に変化する。一般に送信電力制御誤差は各ユーザで独立であるため、ある時刻の各ユーザのスロットの信号電力対干渉電力比は異なる。図4では、各ユーザ#1乃至#N毎に、平均信号電力を指標として、受信電力が同一時間の各スロットで異なっている状態を示している。そこで本発明では、各スロットの信号電力対干渉電力比が小さいほど  $\beta_m$  を小さく設定する。

【0059】具体的な方法として、各ユーザはスロットの信号電力を測定し、それらを全ユーザに対して加算し、その平均値を求め、各ユーザのスロットの信号電力と全ユーザの平均電力との比に基づき、 $\beta_m$  を決定する。すなわち  $\beta_m = \text{SQR T} (P_m / ((P_{1n} + P_{2n} + \dots + P_{Nn}) / N))$ 、 $\beta_m = 1 (\beta_m \geq 1)$  とする。ここで、 $P_m$  は第  $n$  ユーザ、第  $m$  段のある時刻のスロットの信号電力である。この式では  $\beta_m$  の算出に、平方根 (SQR T) 操作を用いているが、任意の非線形なスケールリングが可能である。

【0060】さらに、ユーザ数が十分に大きい場合には、全ユーザの平均電力は1ユーザの平均信号電力にほぼ等しくなる。従って、ユーザ毎にスロットの信号電力を平均信号電力で正規化した値を用いる方法も考えられる。すなわち  $\beta_m = \text{SQR T} (P_m / A (P_m))$ 、 $\beta_m = 1 (\beta_m \geq 1)$  となる。

【0061】ここで、 $A (P_m)$  は第  $n$  ユーザ、第  $m$  段の平均信号電力である。このように  $\beta_m$  として各ユーザでスロット毎に異なる値を用いることで、送信電力制御誤差による各ユーザの信号電力のばらつきによる特性劣化を抑えることができる。

【0062】更に、 $\beta_m$  の他の決定方法について説明する。以下に述べる方法は、特に判定シンボル誤りに起因する干渉除去誤差を抑える効果がある。シンボル判定に基づく非線形な干渉除去装置では、判定シンボル誤りが生じると大きな干渉除去誤差を与えてしまう。例えば、BPSKでシンボル誤りが生じると、干渉を除去するかわりに、6dB高いシンボル干渉を与える。

【0063】従って、シンボル判定誤りが生じた場合には、干渉除去動作を行わないように制御すれば、特性の向上が図れる。しかし、シンボル判定誤りが生じたかどうかは、復調時点ではわからない。

【0064】そこで本発明では、平均信号電力で正規化した判定前の受信シンボルから、判定シンボルのゆう度 (確からしさ) を推定し、ゆう度が小さく判定シンボル誤りが生じている可能性が高い場合には、 $\beta_m$  を小さく

設定する。

【0065】図5にゆう度に基づく  $\beta_m$  の決定方法の一例を示す。図5では、直交信号のIchレベルとQchレベルの座標図を示し、受信シンボルと係数  $\beta$  との関係を示している。この方法では、受信シンボルと信号電力対干渉電力比からゆう度を計算する。

【0066】ゆう度 = (判定シンボルが受信シンボルに受信される確率) / (QPSKの各変調シンボルが受信シンボルに受信される確率の和)

で計算され、QPSKの場合、座標の中心で0.25、シンボル判定点で1に近づく。中心付近とIQ軸上でゆう度が低い。50%のシンボルに対して  $\beta_m = 1$  となるように、破線の右上部分で示した領域を設けているが、この領域は任意に設定できる。

【0067】また、他の方法として、位相ゆう度を用いる方法がある。

【0068】位相ゆう度 = | (判定シンボルの位相) - (受信シンボルの位相) |

で計算され、QPSKの場合、0~45度となる。この結果を  $\beta_m$  へ変換する必要があり、0度を  $\beta_m = 1$ 、45度を  $\beta_m = 0$  とする変換が簡単である。

【0069】これらの方法は煩雑なゆう度計算を必要とするためあまり実用的でない。そこで、簡単に  $\beta_m$  を決定する方法として、図6のIQ座標に示すように、シンボル判定点からの距離による方法が考えられる。受信シンボルがシンボル判定点にある場合に、 $\beta_m = 1$ 、座標の中心にある場合に  $\beta_m = 0$  とし、シンボル判定点より離れているほど  $\beta_m$  を小さく設定する。破線の右上部分で表した領域を  $\beta_m = 1$  としている。この特性はゆう度曲線に比較的似ていることから効果的である。

【0070】また、図7において、 $\beta_m$  を決定する他の方法としてシンボル電力を用いる方法をIQ座標で説明する。 $\beta_m = \text{SQR T} (P_m / A (P_m))$ 、 $\beta_m = 1 (\beta_m \geq 1)$  とする。ここで、 $P_m$  は第  $n$  ユーザ、第  $m$  段のある時刻のシンボル電力、 $A (P_m)$  は平均信号電力である。この式では  $\beta_m$  の算出に平方根 (SQR T) 操作を用いているが、任意の非線形なスケールリングが可能である。このように  $\beta_m$  として各段、各ユーザでシンボル毎に異なる値を用いることで、判定シンボル誤りによる特性劣化を抑えることができる。

【0071】以上に説明した方法は、本発明の実施形態であり、細部においては様々なバリエーションが考えられる。

【0072】図1、図2では、全ユーザが並列に干渉除去を行う構成を示しているが、本発明は、一部に並列処理を用い、並列処理ユーザ間では、直列処理を行う直列・並列ハイブリッド構成の干渉除去装置にも適用できる。その場合も、以上に説明した同様の効果が得られ、基本的に本発明に含まれる。

【0073】また、上記実施形態では、拡散符号周期が



シンボル周期と等しいショートコード拡散変調であってもよいし、また拡散符号周期がシンボル周期よりも長いロングコード拡散変調であってもよいことは勿論である。

【0074】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、構成が簡易で復調処理遅延の小さい並列処理構成をとる実用的なマルチユーザ受信装置を提供できる。また、その干渉除去特性を、直並列の構成で干渉推定部で生成したシンボルレプリカに第1の重み付けをし、干渉除去した残差信号に第2の重み付けをし、更に各重み付けに各ユーザに応じて異ならせているので、直列構成と同等に向上できる。

【0075】また、本発明によるマルチユーザ受信装置は、装置規模が小さく、実用的な並列処理構成の干渉除去装置の特性を更に改善し、直列構成の干渉除去装置と同等まで向上できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図2】本発明の干渉推定部（IEU）を示すブロック図である。

【図3】本発明の図1と別の本発明の実施の一形態を示すブロック図である。

【図4】本発明による各ユーザの受信電力の時間変動を示す図である。

【図5】本発明による $\beta_m$ の決定方法の一例を示す図である。

【図6】本発明による図5と別の $\beta_m$ の決定方法の一例を示す図である。

【図7】本発明による図5、図6と別の $\beta_m$ の決定方法の一例を示す図である。

【図8】従来の直列構成のマルチユーザ受信装置の一例を示すブロック図である。

【図9】従来のマルチユーザ受信装置の一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

1-1~1-M、31-1~31-M、101-1~101-M 受信装置

2-1-1~2-1-N~2-M-1~2-M-N 干渉推定部（IEU）

32-1-1~32-1-N~32-M-1~32-M-N 干渉推定部（IEU）

102-1-1~102-1-N~102-M-1~102-M-N 干渉推定部（IEU）

112-1-1~112-1-N~112-M-1~112-M-N 干渉推定部（IEU）

3-1~3-（M-1）、33-1~33-（M-1） 遅延器

103-1~103-（M-1） 遅延器

113-1~113-（M-2） 遅延器

4-1~4-（M-1）、34-1~34-（M-1） 減算器

減算器

104-1~104-（M-1） 減算器

114-1~114-（M-2） 減算器

5-1-1~5-1-N~5-（M-1）-1~5-（M-1）-N 乗算器

6-2-1~6-2-N~6-M-1~6-M-N 乗算器

35-1-1~35-1-N~35-（M-1）-1~35-（M-1）-N 乗算器

36-2-1~36-2-N~36-M-1~36-M-N 乗算器

105-1-1~105-1-N~105-（M-1）-1~105-（M-1）-N 乗算器

11 逆拡散手段

12、14、19 加算器

13 検波器

15 判定器

16、22 乗算器

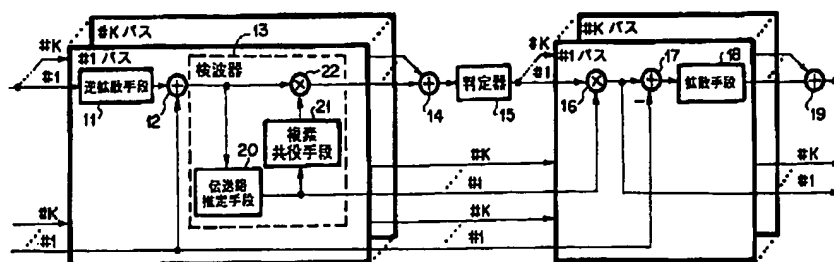
17 減算器

18 拡散手段

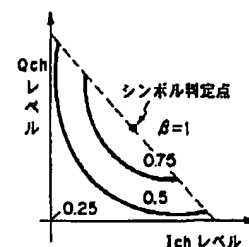
20 伝送路推定手段

21 複素共役手段

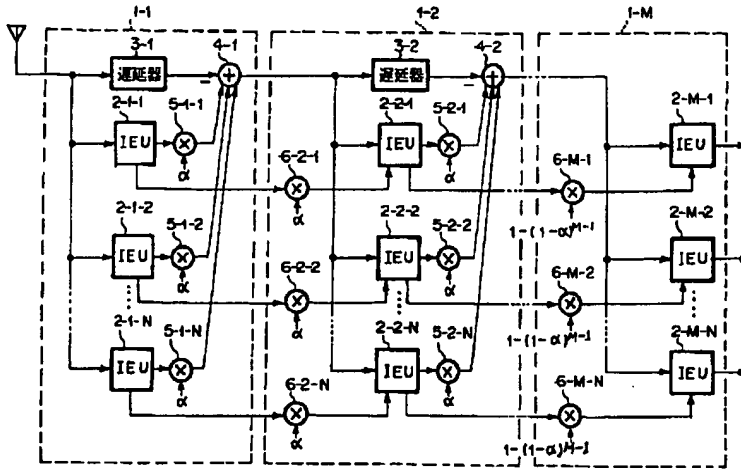
【図2】



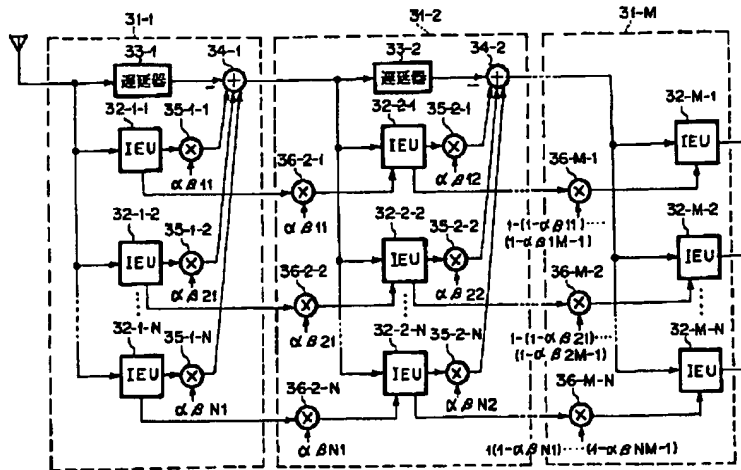
【図5】



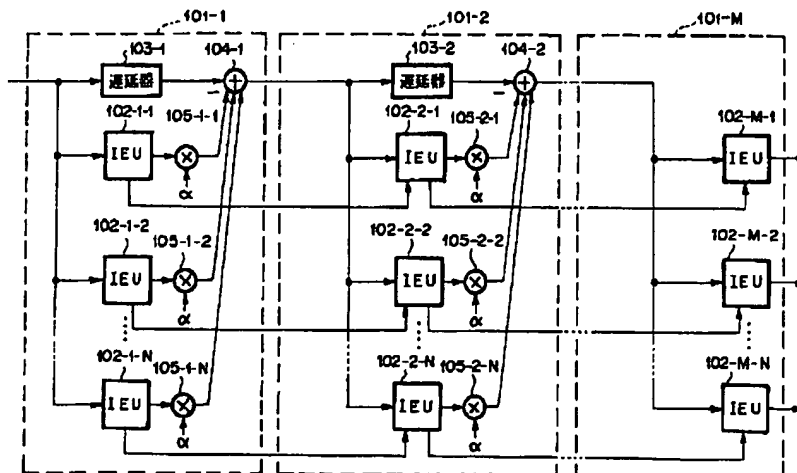
【図1】



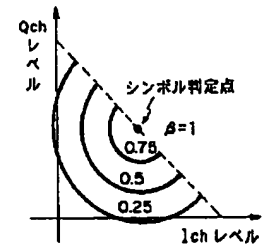
【図3】



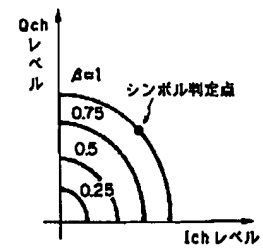
【図9】



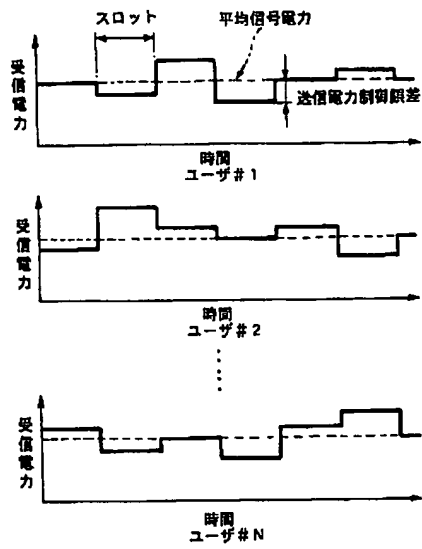
【図6】



【図7】



【図 4】



【図 8】

